

Document made available under the Patent Cooperation Treaty (PCT)

International application number: PCT/EP05/050737

International filing date: 21 February 2005 (21.02.2005)

Document type: Certified copy of priority document

Document details: Country/Office: IT
Number: MI2004A000383
Filing date: 02 March 2004 (02.03.2004)

Date of receipt at the International Bureau: 10 March 2005 (10.03.2005)

Remark: Priority document submitted or transmitted to the International Bureau in compliance with Rule 17.1(a) or (b)



World Intellectual Property Organization (WIPO) - Geneva, Switzerland
Organisation Mondiale de la Propriété Intellectuelle (OMPI) - Genève, Suisse

PCT/EP200 5 / 05 07 37

28 FEB 2005



Ministero delle Attività Produttive

Direzione Generale per lo Sviluppo Produttivo e la Competitività

Ufficio Italiano Brevetti e Marchi

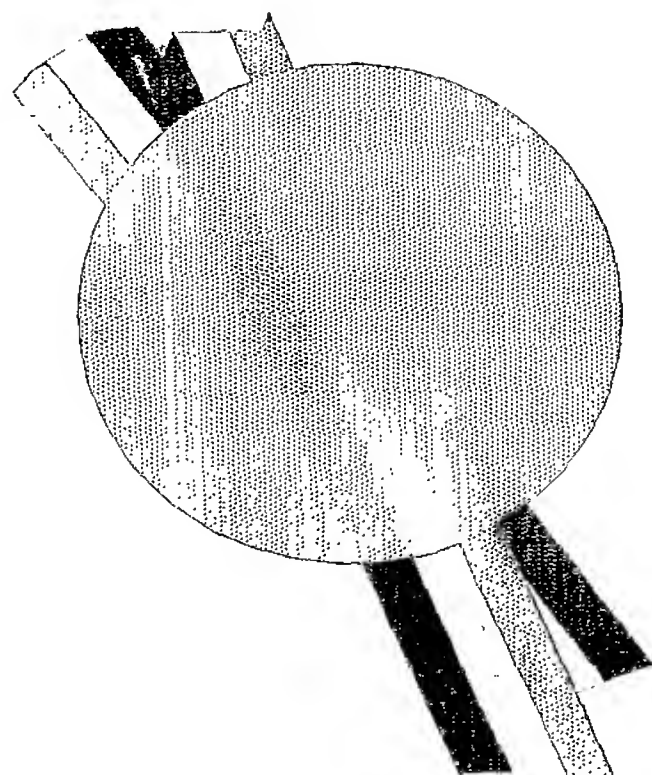
Ufficio G2



**Autenticazione di copia di documenti relativi alla domanda di brevetto per:
INVENZIONE INDUSTRIALE N MI 2004 A 000383.**

Si dichiara che l'unita copia è conforme ai documenti originali
depositati con la domanda di brevetto sopra specificata, i cui dati
risultano dall'accluso processo verbale di deposito.

ROMA li..... 17 GEN 2005



IL FUNZIONARIO

..... **Giampietro Carlotta**

Giampietro Carlotta

MODULO A (1/2)

AL MINISTERO DELLE ATTIVITA' PRODUTTIVE
UFFICIO ITALIANO BREVETTI E MARCHI (U.I.B.M.)
DOMANDA DI BREVETTO PER INVENZIONE INDUSTRIALE N°

MI 2004 A0 003 83



A. RICHIEDENTE/I

COGNOME E NOME O DENOMINAZIONE	A1	STMicroelectronics s.r.l.		
NATURA GIURIDICA (PF / PG)	A2	PG	COD.FISCALE PARTITA IVA	A3 00951900968
INDIRIZZO COMPLETO	A4	AGRATE BRIANZA (Milano)		
COGNOME E NOME O DENOMINAZIONE	A1			
NATURA GIURIDICA (PF / PG)	A2		COD.FISCALE PARTITA IVA	A3
INDIRIZZO COMPLETO	A4			

B. RECAPITO OBBLIGATORIO IN MANCANZA DI MANDATARIO

	B0	(D = DOMICILIO ELETTIVO, R = RAPPRESENTANTE)
COGNOME E NOME O DENOMINAZIONE	B1	
INDIRIZZO	B2	
CAP/ LOCALITA'/PROVINCIA	B3	

C. TITOLO

	C1	"Circuito per ridurre le variazioni della tensione di autoalimentazione di un circuito di controllo di un alimentatore a commutazione."
--	----	---



D. INVENTORE/I DESIGNATO/I (DA INDICARE ANCHE SE L'INVENTORE COINCIDE CON IL RICHIEDENTE)

COGNOME E NOME	D1	ADRAGNA Claudio
NAZIONALITA'	D2	
COGNOME E NOME	D1	FAGNANI Mauro
NAZIONALITA'	D2	
COGNOME E NOME	D1	
NAZIONALITA'	D2	
COGNOME E NOME	D1	
NAZIONALITA'	D2	

E. CLASSE PROPOSTA

SEZIONE	CLASSE	SOTTOCLASSE	GRUPPO	SOTTOGRUPPO
E1	E2	E3	E4	E5

F. PRIORITA'

DERIVANTE DA PRECEDENTE DEPOSITO ESEGUITO ALL'ESTERO

STATO O ORGANIZZAZIONE	F1		TIPO	F2	
NUMERO DOMANDA	F3		DATA DEPOSITO	F4	
STATO O ORGANIZZAZIONE	F1		TIPO	F2	
NUMERO DOMANDA	F3		DATA DEPOSITO	F4	
G. CENTRO ABILITATO DI RACCOLTA COLTURE DI MICROORGANISMI	G1				
FIRMA DEL / DEI RICHIEDENTE / I	p.p. STMicroelectronics s.r.l. Dr. Ing. MITTLER Enrico				

MODULO A (2/2)

I. MANDATARIO DEL RICHIEDENTE PRESSO L'UIBM

LA/E SOTTOINDICATA/E PERSONA/E HA/HANNO ASSUNTO IL MANDATO A RAPPRESENTARE IL TITOLARE DELLA PRESENTE DOMANDA INNANZI ALL'UFFICIO ITALIANO BREVETTI E MARCHI CON L'INCARICO DI EFFETTUARE TUTTI GLI ATTI AD ESSA CONNESSI, CONSAPEVOLE/I DELLE SANZIONI PREVISTE DALL'ART.76 DEL D.P.R. 28/12/2000 N.455.

NUMERO ISCRIZIONE ALBO E NOME;	I1	Iscr. No. 99 Dr. Ing. MITTLER Enrico; Iscr. No. 824 Dr. Ing. GATTI Enrico
DENOMINAZIONE STUDIO	I2	MITTLER & C. s.r.l.
INDIRIZZO	I3	Viale Lombardia, 20
CAP/ LOCALITÀ/PROVINCIA	I4	20131 MILANO
L. ANNOTAZIONI SPECIALI	L1	

M. DOCUMENTAZIONE ALLEGATA O CON RISERVA DI PRESENTAZIONE

Tipo DOCUMENTO	N. Es. ALL.	N. Es. Ris.	N. PAG. PER ESEMPLARE
PROSPETTO A, DESCRIZ., RIVENDICAZ.	1		20
DISEGNI (OBBLIGATORI SE CITATI IN DESCRIZIONE)	1		03
DESIGNAZIONE D'INVENTORE	0	0	
DOCUMENTI DI PRIORITÀ CON TRADUZIONE IN ITALIANO	0	0	
AUTORIZZAZIONE O ATTO DI CESSIONE	0	0	

	(SI/NO)
LETTERA D'INCARICO	SI
PROCURA GENERALE	NO
RIFERIMENTO A PROCURA GENERALE	NO

IMPORTO VERSATO ESPRESSO IN LETTERE


ATTESTATI DI VERSAMENTO	Euro	Duecentonovantuno/80
FOGLIO AGGIUNTIVO PER I SEGUENTI PARAGRAFI (BARRARE I PRESCELTI) DEL PRESENTE ATTO SI CHIEDE COPIA AUTENTICA? (SI/NO)	A	D F
SI CONCEDE ANTICIPATA ACCESSIBILITÀ AL PUBBLICO? (SI/NO)	SI	
	NO	
DATA DI COMPILAZIONE	01/03/2004	

FIRMA DEL/DEI RICHIEDENTE/I

p.p. STMicroelectronics s.r.l.

Dr. Ing. MITTLER Enrico

VERBALE DI DEPOSITO

NUMERO DI DOMANDA	MI 2004 A 0 0 0 3 8 3	
C.C.I.A.A. DI	MILANO	Cod. 15
IN DATA	02/03/2004	IL/I RICHIEDENTE/I SOPRAINDICATO/I HA/HANNO PRESENTATO A ME SOTTOSCRITTO
LA PRESENTE DOMANDA, CORREDATA DI N.	00	FOGLI AGGIUNTIVI, PER LA CONCESSIONE DEL BREVETTO SOPRA RIPORTATO.
N. ANNOTAZIONI VARIE DELL'UFFICIALE ROGANTE		
IL DEPOSITANTE		L'UFFICIALE ROGANTE CORTONESI MAURIZIO

PROSPETTO MODULO A
DOMANDA DI BREVETTO PER INVENZIONE INDUSTRIALE

NUMERO DI DOMANDA:

MI 2004 A 0 0 0 3 8 3

DATA DI DEPOSITO:

0 2 MAR. 2004

A. RICHIEDENTE/I COGNOME E NOME O DENOMINAZIONE, RESIDENZA O STATO ;

STMicroelectronics s.r.l.
AGRATE BRIANZA (Milano)

C. TITOLO

"Circuito per ridurre le variazioni della tensione di autoalimentazione di un circuito di controllo di un alimentatore a commutazione."

SEZIONE

CLASSE

SOTTOCLASSE

GRUPPO

SOTTOGRUPPO

E. CLASSE PROPOSTA

O. RIASSUNTO

La presente invenzione si riferisce agli alimentatori a commutazione ed in particolare ad un circuito per ridurre le variazioni della tensione di autoalimentazione di un circuito di controllo di un alimentatore a commutazione.

In una sua forma di realizzazione il circuito per ridurre le variazioni della tensione di autoalimentazione (V_{cc}) di un circuito di controllo (12) di un alimentatore a commutazione dove detto circuito di controllo (12) fornisce un segnale di attivazione o disattivazione di un transistor di potenza comprende: un generatore (W_a) di detta tensione di autoalimentazione (V_{cc}); caratterizzato dal fatto di comprendere un interruttore comandato (T) in grado di connettere selettivamente detto generatore (W_a) a detto circuito di controllo (12); ed un circuito di pilotaggio (SW2) di detto interruttore comandato (T) che fornisce un segnale di chiusura di detto interruttore comandato (T) dopo un ritardo di tempo prefissato (T_d) a partire da detto comando di disattivazione. (Fig. 5).

P. DISEGNO PRINCIPALE

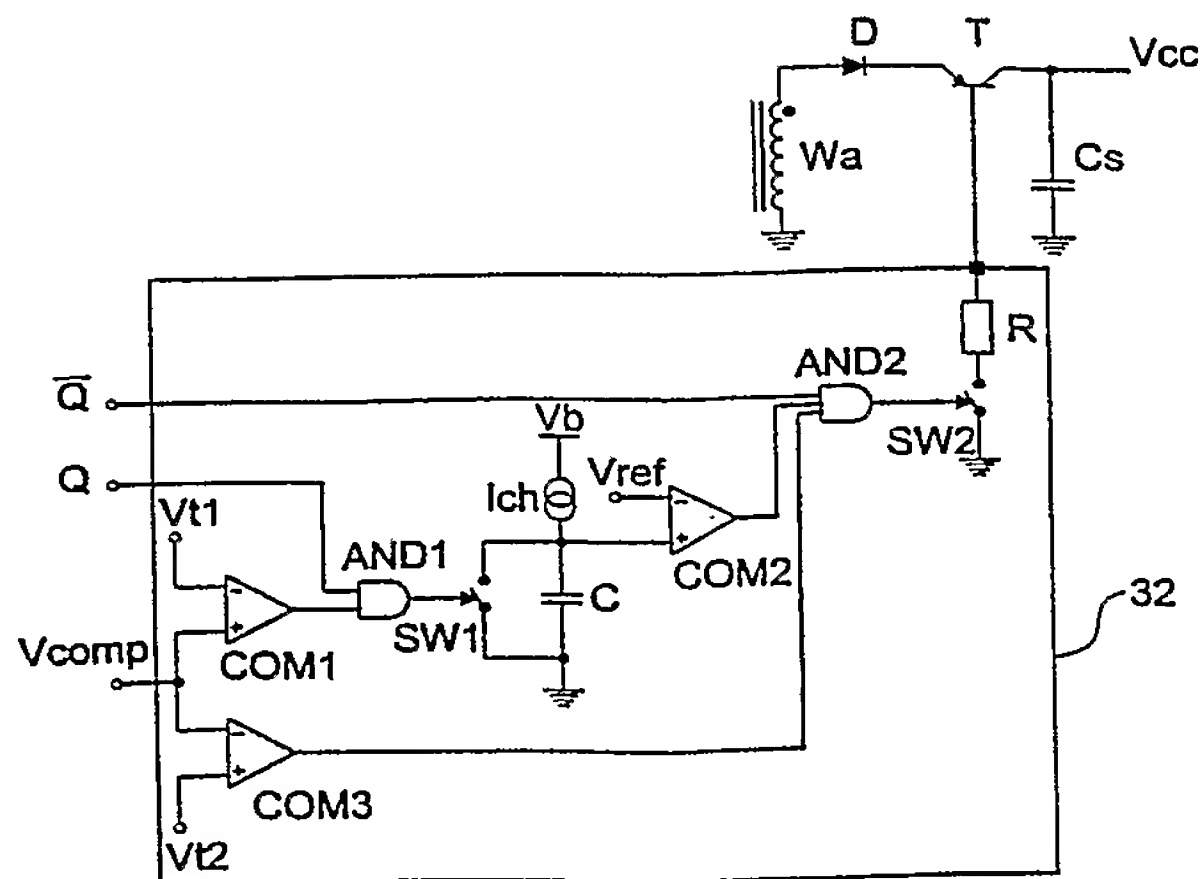


Fig.5

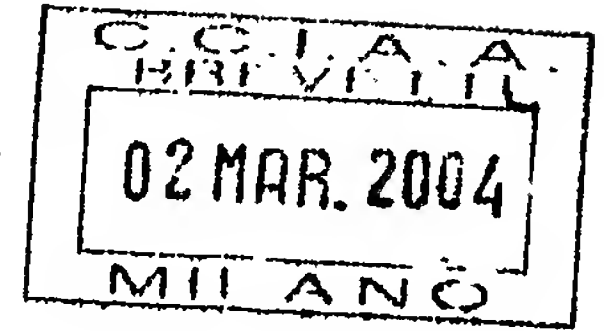
FIRMA DEL / DEI
RICHIEDENTE / I

p.p. STMicroelectronics s.r.l.

Dr. Ing. MITTLER Enrico



DESCRIZIONE



dell'invenzione industriale avente per titolo:

"Circuito per ridurre le variazioni della tensione di autoalimentazione di un circuito di controllo di un alimentatore a commutazione."

a nome: STMicroelectronics s.r.l.

MI 2004 A 0 0 0 3 8 3

* * * *

La presente invenzione si riferisce agli alimentatori a commutazione ed in particolare ad un circuito per ridurre le variazioni della tensione di autoalimentazione di un circuito di controllo di un alimentatore a commutazione.

Più precisamente, si riferisce ad un metodo e ad un circuito, da realizzarsi completamente o parzialmente in forma integrata, applicabile ai circuiti integrati di controllo a modulazione di larghezza di impulso (PWM), utilizzati nei convertitori da rete.

In questi convertitori sono presenti un trasformatore ed un interruttore (tipicamente un MOSFET) che connette periodicamente un avvolgimento del trasformatore alla sorgente di ingresso, cioè ad una tensione di rete raddrizzata da un ponte a diodi e filtrata da un condensatore.

Nei convertitori occorre un circuito di controllo che determina i tempi di accensione e spegnimento del MOSFET in modo da fornire al carico la potenza richiesta, ad una tensione prefissata e stabilizzata. Queste funzioni vengono normalmente inglobate per la maggior parte in un circuito integrato insieme ad altre, che garantiscono un corretto funzionamento del convertitore anche nelle fasi di avvio e spegnimento, e per evitare guasti catastrofici se il convertitore viene portato a lavorare al di fuori delle condizioni di

funzionamento previste.

Per tutti questi motivi i circuiti integrati di controllo sono normalmente dotati della funzione normalmente chiamata Undervoltage Lockout (UVLO).

Un tipico circuito di cui sopra è riportato schematicamente in figura 1.

La tensione di rete V_{ac} è applicata tramite l'attivazione dell'interruttore SW ad un ponte di diodi 10, e quindi ad un condensatore di filtro C_f . La tensione V_{in} , ai capi del condensatore C_f , viene applicata al circuito di avvio 11, che nel caso più semplice è costituito da una resistenza, e fornisce una corrente I_s . La corrente I_s va a caricare un condensatore C_s . Al condensatore C_s è applicata anche la tensione proveniente da un secondario W_a del trasformatore dell'alimentatore, tramite una resistenza R_r ed un diodo D. Una frazione I_q , della corrente I_s , alimenta il circuito integrato di controllo 12. Essa è applicata sia al blocco UVLO 13, sia al circuito di pilotaggio 14 dell'alimentatore, che fornisce la tensione di comando V_g al MOSFET di potenza. Il blocco UVLO 13 comprende un comparatore 15 con isteresi che compara la tensione V_{cc} di alimentazione dello stesso, con una tensione di avvio V_{ss} . La tensione di uscita del comparatore 15 comanda un interruttore comandato SW1 che apre o chiude l'alimentazione del circuito di pilotaggio 14. La tensione V_{in} è la tensione che sarà applicata all'interruttore di potenza dell'alimentatore.

La rete di alimentazione V_{ac} viene applicata all'alimentatore chiudendo l'interruttore SW ed il condensatore di filtro C_f viene caricato in pochi millisecondi, alla tensione di picco di rete dando origine alla tensione V_{in} .

Il circuito di avvio 11 fornisce una corrente I_s che in parte carica il condensatore C_s , mentre una parte I_q viene assorbita dal circuito integrato di

controllo 12. L'assorbimento I_q di quest'ultimo in queste condizioni è molto piccolo in quanto il circuito UVLO 13 mantiene aperto l'interruttore SW1. La corrente fornita dal circuito di avvio 11 va quindi per la maggior parte a caricare il condensatore Cs incrementando la tensione V_{cc} ai suoi capi.

La tensione V_{cc} continua a salire fino a che raggiunge il valore di avvio V_{ss} , in un tempo variabile solitamente da alcune centinaia di millisecondi a qualche secondo. In tutto questo tempo il circuito di pilotaggio 14 rimane spento, e la sua tensione di uscita V_g , di pilotaggio del gate del MOSFET, rimane a zero. Appena la tensione V_{cc} raggiunge la tensione V_{ss} , il comparatore 15 chiude l'interruttore SW1, per cui la corrente I_q aumenta considerevolmente; il circuito di pilotaggio del MOSFET viene abilitato e l'attività dell'alimentatore ha inizio.

L'aumentato consumo del dispositivo non viene sostenuto dal circuito di avvio 11 per cui si assiste ad una rapida diminuzione di V_{cc} . Questo è il motivo per cui il comparatore del circuito UVLO 13 è dotato di isteresi. Per spegnere di nuovo il circuito di pilotaggio 14 e riportarsi nelle condizioni che sia avevano prima della partenza occorre che V_{cc} scenda al di sotto di una seconda soglia $V_{stop} < V_{ss}$, detta proprio di UVLO. In mancanza di questa isteresi si avrebbe una continua alternanza di accensioni e spegnimenti.

Nel frattempo, per effetto delle commutazioni del MOSFET, la tensione di uscita dell'alimentatore aumenta rapidamente e con essa la tensione, ad essa proporzionale, generata dall'avvolgimento W_a , accoppiato al trasformatore pilotato dal MOSFET. L'avvolgimento W_a , la resistenza R_r , il diodo D ed il condensatore Cs, costituiscono il circuito comunemente indicato col nome di autoalimentazione, a cui è demandato il compito di sostenere il

funzionamento del circuito integrato a regime. Il numero di spire dell'avvolgimento W_a è da scegliere opportunamente in modo che la tensione da esso generata sia maggiore di V_{stop} , ed il condensatore C_s è da scegliere opportunamente in modo che la tensione generata dall'avvolgimento W_a diventi maggiore della tensione V_{stop} prima che la tensione V_{cc} diventi minore della tensione V_{stop} .

La presenza della soglia di tensione V_{stop} assicura anche un funzionamento definito e sicuro in fase di spegnimento. Infatti, aprendo l'interruttore SW l'alimentatore viene alimentato a spese della carica presente nel condensatore C_f , per cui la sua tensione crolla rapidamente. Non appena questa diventa insufficiente a mantenere l'alimentatore attivo con il carico applicato in quel momento, la tensione di uscita diminuirà rapidamente e, con essa, V_{cc} , fino a scendere al di sotto della tensione V_{stop} . Non appena ciò accade il circuito di pilotaggio 14 viene spento, I_q ritorna al suo valore iniziale molto basso, V_g va a zero ed il MOSFET si spegne.

Idealmente, la tensione generata dell'avvolgimento W_a , presente ai capi del condensatore C_s , è agganciata attraverso il rapporto spire del trasformatore, alla tensione regolata di uscita ed è pertanto anch'essa mantenuta regolata dal sistema di regolazione. Nel funzionamento reale ciò risulta abbastanza prossimo al vero, al variare della tensione di ingresso dell'alimentatore, mentre la situazione è molto diversa al variare del carico.

Ciò è principalmente dovuto ai parametri parassiti del trasformatore, per effetto dei quali a carico elevato la tensione sale molto più del previsto per effetto dei picchi presenti sui fronti positivi della tensione su W_a , mentre a carico basso o nullo, dove i picchi sono molto inferiori ed il carico su W_a



rappresentato dal circuito integrato di controllo 12, può anche essere maggiore di quello d'uscita, la tensione diminuisce notevolmente al di sotto del valore atteso.

Nei più moderni circuiti integrati di controllo 12, ciò è accentuato dall'adozione di alcune tecniche speciali mirate alla minimizzazione dei consumi dell'alimentatore a bassi carichi in modo da agevolare la conformità alle più recenti regolamentazioni riguardanti la riduzione dei consumi delle apparecchiature in condizioni non operative (per esempio EnergyStar, Energy2000, Blue Angel, etc.). Tali tecniche comportano, sostanzialmente, la riduzione della frequenza operativa dell'alimentatore a carico minimo o nullo, per cui l'energia che W_a è in grado di trasferire è diminuita.

Un altro problema è rappresentato dal fatto che la tensione V_{cc} non può superare un determinato valore V_{ccmax} per questioni legate alla tecnologia del circuito integrato di controllo 12 che impongono dei limiti alla tensione ad esso applicabile ed, allo stesso tempo, in condizioni di carico minimo o nullo, V_{cc} deve mantenersi maggiore di V_{stop} , pena il funzionamento intermittente del sistema. Le variazioni della tensione generata da W_a devono essere quindi contenute, con qualche margine di sicurezza, entro l'intervallo $V_{stop} - V_{ccmax}$.

Inoltre, in condizioni di corto circuito, i picchi generati su W_a sono particolarmente elevati e possano essere sufficientemente energetici da sostenere la V_{cc} al di sopra di V_{stop} , laddove, idealmente, la tensione generata da W_a dovrebbe essere prossima a zero.

Per contenere il fenomeno della tensione troppo alta a carico massimo e assicurare il funzionamento intermittente in condizioni di corto circuito, oltre

ad ottimizzare le modalità costruttive del trasformatore, solitamente si usa la resistenza R_r in serie al diodo D allo scopo di smussare i picchi. Talvolta, si usa in alternativa un piccolo induttore. Tuttavia, entrambe le soluzioni accentuano la diminuzione di V_{cc} a carico minimo o nullo. Anche ottimizzando il valore di tale resistore o induttore (usando cioè il valore minimo) in modo da assicurare un funzionamento in condizioni di sicurezza sia a carico massimo ($V_{cc} < V_{ccmax}$) sia in cortocircuito ($V_{cc} < V_{stop}$), difficilmente si riesce a soddisfare la condizione $V_{cc} > V_{stop}$ a carico minimo o nullo. Per risolvere quest'ultimo problema si aggiunge allora un carico zavorra all'alimentatore in modo tale da contrastare la diminuzione di V_{cc} . Questo, però, peggiora l'efficienza del sistema e, soprattutto, rende praticamente impossibile soddisfare le varie EnergyStar, Energy2000, Blue Angel, ecc.

Lo stesso discorso vale anche per altre soluzioni circuitali esterne volte a minimizzare l'effetto dei picchi. In tutte, il soddisfare le condizioni $V_{cc} < V_{ccmax}$ a pieno carico e $V_{cc} < V_{stop}$ in corto circuito, rende oltremodo difficile soddisfare anche la condizione $V_{cc} > V_{stop}$ a carico minimo o nullo.

Per minimizzare gli effetti delle variazioni di V_{cc} è quello di estendere il più possibile l'intervallo $V_{stop} - V_{ccmax}$. Tuttavia, se V_{ccmax} è sufficientemente elevata non è difficile soddisfare la condizione a carico zero aumentando il numero di spire di W_{aux} il che però, a carico elevato, produce una tensione elevata che, se pur tollerabile dal circuito integrato, può facilmente porre problemi di dissipazione di potenza al suo interno (pari al prodotto $V_{cc} \cdot I_q$), senza contare il fatto che una V_{ccmax} elevata comporta

l'uso di tecnologie costose. Se V_{stop} è molto bassa (compatibilmente coi limiti di sicurezza per il pilotaggio dei MOSFET) sarà più facile rispettare la condizione a carico zero, però sarà difficile rispettare la condizione sul corto circuito.

Per migliorare la stabilità della tensione V_{cc} , una possibile soluzione è quella mostrata in figura 2. Al trasformatore W_a è connesso l'emettitore di un transistor T di tipo PNP, la sua base è connessa a massa per mezzo di una resistenza R . Tra la base e l'emettitore del transistor T è connesso un condensatore C . Il collettore del transistor T è connesso all'anodo di un diodo D , il cui catodo è connesso al condensatore C_s di livellamento e quindi al circuito integrato di controllo 12.

Sui fronti positivi della tensione generata da W_{aux} il condensatore C filtra i picchi.

Questo sistema stabilizza efficacemente la V_{cc} a partire da carichi bassi fino a pieno carico e fa in modo che la condizione $V_{cc} < V_{stop}$ in corto circuito per il convertitore possa essere facilmente ottenuta. A carico molto basso o nullo, però, non riesce a mantenere stabile la V_{cc} , che diminuisce considerevolmente, peggio che nel caso del circuito di figura 1. Infatti, il transistor T introduce una caduta di tensione addizionale (V_{cesat}) e, soprattutto, maschera in parte o del tutto il tratto orizzontale della tensione di W_{aux} ormai brevissimo. Al contrario di quanto accade a pieno carico, in queste condizioni gli impulsi, seppure piccoli, darebbero una piccola aggiunta di energia in grado di contrastare, almeno in parte, la tendenza di V_{cc} a diminuire.

In vista dello stato della tecnica descritto, scopo della presente

invenzione è quello di provvedere ad un circuito che non abbia gli inconvenienti dell'arte nota, ed in particolare sia in grado di minimizzare le variazioni della tensione di autoalimentazione dei circuiti di controllo.

In accordo con la presente invenzione, tale scopo viene raggiunto mediante un circuito per ridurre le variazioni della tensione di autoalimentazione di un circuito di controllo di un alimentatore a commutazione dove detto circuito di controllo fornisce un segnale di attivazione o disattivazione di un transistor di potenza comprendente: un generatore di detta tensione di autoalimentazione; caratterizzato dal fatto di comprendere un interruttore comandato in grado di connettere selettivamente detto generatore a detto circuito di controllo; ed un circuito di pilotaggio di detto interruttore comandato che fornisce un segnale di chiusura di detto interruttore comandato dopo un ritardo di tempo prefissato a partire da detto comando di disattivazione.

Tale scopo viene anche raggiunto mediante un alimentatore a commutazione comprendente un circuito per ridurre le variazioni della tensione di autoalimentazione del circuito di controllo di un alimentatore a commutazione in accordo alla rivendicazione 1.

Inoltre, tale scopo viene raggiunto mediante un metodo per ridurre le variazioni della tensione di autoalimentazione di un circuito di controllo di un alimentatore a commutazione dove detto circuito di controllo fornisce un segnale di comando di attivazione o disattivazione di un transistor di potenza caratterizzato dal fatto di connettere selettivamente il secondario del trasformatore di detto alimentatore a commutazione a detto circuito di controllo dopo un ritardo di tempo prefissato a partire da detto comando di



disattivazione.

Grazie alla presente invenzione è possibile realizzare un circuito in grado di minimizzare le variazioni della tensione di autoalimentazione dei circuiti di controllo che garantisce la sicurezza di funzionamento in condizioni di cortocircuito ($V_{cc} < V_{stop}$), che facilita il raggiungimento della conformità alle regolamentazioni sui consumi delle apparecchiature a carico minimo o nullo ($V_{cc} > V_{stop}$), che semplifica la costruzione del trasformatore e dell'avvolgimento ausiliario, ed in grado di proteggere dai sovraccarichi in uscita, ossia in grado di spegnere il convertitore quando il sovraccarico dura per un tempo più lungo di un valore prestabilito.

Le caratteristiche ed i vantaggi della presente invenzione risulteranno evidenti dalla seguente descrizione dettagliata di una sua forma di realizzazione pratica, illustrata a titolo di esempio non limitativo negli uniti disegni, nei quali:

la figura 1 mostra in modo schematico parte di un circuito integrato di controllo di un alimentatore a commutazione in accordo all'arte nota;

la figura 2 mostra in modo schematico un circuito in grado di minimizzare le variazioni della tensione di autoalimentazione dei circuiti integrati di controllo;

la figura 3 mostra in modo schematico un circuito per ridurre le variazioni della tensione di autoalimentazione di un circuito di controllo di un alimentatore a commutazione;

la figura 4 mostra un diagramma temporale ove sono riportati i segnali principali relativi al diagramma a blocchi di figura 3;

la figura 5 mostra una possibile realizzazione dello schema a blocchi di

figura 3;

la figura 6 mostra in un diagramma i risultati delle prestazioni dei circuiti di figura 1, 2 e 5.

La figura 3 mostra il trasformatore TR di un alimentatore a commutazione alimentato dalla tensione V_{in} , e connesso ad un transistor di potenza TP. Un terminale del secondario W_a del trasformatore TR è connesso ad un interruttore comandato SW, quindi ad un diodo D e ad un terminale di un condensatore Cs. La tensione ai capi del condensatore Cs è la tensione V_{cc} di alimentazione del circuito integrato di controllo 12.

Il circuito integrato di controllo 12 comprende un circuito 30 di gestione dello stesso a cui è connesso un circuito FLIP-FLOP 31 che fornisce il segnale di comando Q (e Q-negato) di pilotaggio del transistor TP. I segnali Q e Q-negato sono forniti ad un circuito di ritardo 32. A tale circuito è anche fornito un segnale V_{comp} .

La tensione V_{comp} è la tensione all'uscita dell'amplificatore d'errore, utilizzato nell'alimentatore, e che viene comunemente indicata come "tensione di controllo", in quanto essa controlla l'alimentatore determinando i valori dei tempi di accensione e spegnimento del transistor di potenza TP. Detta tensione, entro i limiti della sua dinamica, è proporzionale al carico applicato all'alimentatore e pertanto viene assunta quale segnale indicativo delle condizioni di carico. Altre tensioni indicative delle condizioni del carico in uscita dell'alimentatore possono essere utilizzate. In seguito all'aumento del carico la tensione V_{comp} aumenta, ed in seguito alla diminuzione del carico, la tensione V_{comp} diminuisce.

Il circuito di ritardo 32 fornisce la tensione di comando 33

dell'interruttore SW.

Verrà ora descritto il funzionamento del circuito rappresentato in figura 3 con l'aiuto dei diagrammi temporali di figura 4, dove sono rappresentati i segnali Q e Q-negato, la tensione Vcomp, il tempo di ritardo Td, e l'apertura O e la chiusura C dell'interruttore SW.

Lo scopo del circuito di figura 3 è quello di pilotare l'interruttore SW, posto in serie all'avvolgimento ausiliario Wa, in contrapposizione di fase con il transistor di potenza TP e ritardandone l'accensione, rispetto allo spegnimento del transistor di potenza TP stesso, di un tempo asservito ad un segnale rappresentativo delle condizioni di carico del convertitore in modo che detto ritardo sia minimo o nullo quando il suddetto segnale indica un carico inferiore ad un valore predeterminato Vt1 e che assuma degli opportuni valori in modo da mascherare gli impulsi di Wa quando il segnale suddetto indica un carico maggiore di detto valore.

Opzionalmente, si può prevedere che quando il segnale rappresentativo del carico del convertitore indica una condizione di sovraccarico ($V_{comp} > V_{t2}$) l'interruttore SW possa non essere acceso. Ciò consentirebbe di spegnere il convertitore dopo un tempo pari a quello necessario alla tensione Vcc per diminuire al di sotto della tensione Vstop. Sovraccarichi che durano meno di questo tempo lascerebbero, invece, il convertitore sempre acceso.

Questo consente di estendere la protezione anche a quelle situazioni di sovraccarico che non sono dei cortocircuiti veri e propri, in cui la tensione di uscita perde la regolazione per effetto dei circuiti di limitazione di corrente, facendo diminuire di conseguenza anche la tensione Vcc ma non al di sotto di Vstop, per cui il funzionamento del convertitore non diventa intermittente. In

queste condizioni, seppure la potenza sia limitata, le correnti di uscita possono essere molto maggiori di quella massima in normale esercizio. Se gli stadi di uscita non sono dimensionati termicamente per sopportare questa condizione vanno contro ad una distruzione dopo breve tempo. Si capisce come una protezione di tale tipo aumenti la sicurezza di funzionamento e consenta di dimensionare gli stadi di uscita senza dovere tenere conto di condizioni anomale.

Per quanto riguarda l'implementazione pratica, sarebbe desiderabile che questa fosse realizzata all'interno del circuito integrato di controllo. In linea di principio l'integrazione potrebbe essere totale, cioè anche l'interruttore SW potrebbe essere integrato. In quest'ipotesi si pongono alcuni problemi. Occorrono due pin del dispositivo disponibili, uno da connettere ad un estremo dell'avvolgimento W_a e l'altro, che sarebbe il pin di alimentazione del chip, sarebbe connesso al condensatore C_s . Il pin da connettere a W_a può assumere una tensione anche di alcune decine di volt negativi rispetto a massa, per cui è necessario che il pin sia strutturato in modo da sostenere queste forti tensioni negative o occorre interporre un diodo (col catodo rivolto verso il pin) che isoli il pin quando la tensione su W_a è negativa. La corrente che scorre attraverso SW è di tipo impulsivo; anche se il suo valore medio non supera alcuni mA, essa scorre per una frazione piuttosto piccola del ciclo per cui il valore impulsivo può essere anche di molto maggiore. Ne consegue che SW deve essere in grado di sopportare la corrente impulsiva con una caduta di tensione minima e le sue dimensioni potrebbero essere tutt'altro che trascurabili.

Questi problemi vanno valutati alla luce della disponibilità di pin e delle



tecnologie impiegate sul silicio per determinarne l'impatto sulle dimensioni del chip e, in altri termini, sul costo.

Un altro approccio potrebbe prevedere che l'interruttore SW sia esterno al circuito integrato e che quest'ultimo abbia un pin dedicato al pilotaggio dell'interruttore. Sicuramente quest'approccio, pur necessitando di due componenti esterni addizionali, è meno impegnativo per il silicio del circuito integrato e potrebbe rivelarsi economicamente più conveniente.

L'interruttore potrebbe essere un qualsiasi transistor BJT o FET. Con i BJT, è più conveniente l'uso di un PNP: con l'NPN si avrebbe una caduta pari ad almeno una V_{be} , mentre col PNP si avrebbe solo una V_{cesat} . Equivalentemente, si potrebbe adoperare un JFET a canale N o un MOSFET (ad arricchimento) a canale P (il JFET a canale P o il MOSFET a canale N richiederebbero la presenza di una tensione maggiore di V_{cc} , il che potrebbe essere una scomoda complicazione). Nel seguito, a titolo di esempio non limitativo, si utilizzerà per comodità un BJT di tipo PNP.

La relazione fra il ritardo all'accensione introdotto T_d e V_{comp} può essere di qualsiasi tipo purché T_d sia minimo o nullo a carico basso, ossia quando V_{comp} è inferiore ad una soglia V_{t1} . Opzionalmente l'accensione di SW2 potrebbe essere inibita in condizioni di sovraccarico, ossia quando V_{comp} è superiore ad una soglia V_{t2} . Nell'intervallo $V_{t1}-V_{t2}$, T_d può essere costante o, più in generale, funzione non decrescente di $V(COMP)$.

In figura 5 è mostrata una possibile realizzazione pratica del circuito di ritardo 32.

Il trasformatore W_a è connesso all'anodo di un diodo D il cui catodo è connesso all'emettitore di un transistor T di tipo PNP, la sua base è

comandata dal circuito di ritardo 32. In particolare è connessa ad una resistenza R e quindi ad un interruttore comandato $SW2$ connesso a massa. Il collettore del transistor T è connesso al condensatore C_s di livellamento che fornisce la tensione V_{cc} al circuito integrato di controllo 12.

Il segnale Q -negato è connesso ad una prima porta del circuito $AND2$, la cui uscita comanda l'interruttore $SW2$, se il segnale di uscita è alto chiude l'interruttore $SW2$, se il segnale è basso apre l'interruttore $SW2$.

Il segnale Q è connesso ad una prima porta del circuito $AND1$, la cui uscita comanda un interruttore comandato $SW1$. L'interruttore $SW1$, su comando, corto circuita un condensatore C , posto in parallelo ad esso. Il condensatore C ha un primo terminale connesso a massa ed un secondo terminale connesso ad un generatore di corrente I_{ch} alimentato dalla tensione V_b .

Opzionalmente, il generatore di corrente I_{ch} fornisce una corrente dipendente dal valore della tensione V_{comp} .

Il secondo terminale del condensatore C è anche connesso ad un ingresso non invertente di un comparatore $COM2$, la cui uscita è connessa ad una seconda porta del circuito $AND2$, all'ingresso invertente del comparatore $COM2$ è connessa una tensione di riferimento V_{ref} .

Il segnale V_{comp} è connesso all'ingresso non invertente di un comparatore $COM1$, all'ingresso invertente del comparatore $COM1$ è applicata una tensione di riferimento V_{t1} , la sua uscita è connessa alla seconda porta del circuito $AND1$.

Opzionalmente, è presente un comparatore $COM3$ che al suo ingresso invertente è applicato il segnale V_{comp} , e al suo ingresso non invertente è

applicata una tensione di riferimento V_{t2} , e la sua uscita è connessa ad una terza porta del circuito AND2.

Assumendo che $V_{t1} < V_{comp} < V_{t2}$, cosicché le uscite dei comparatori COM1 e COM3 sono alte, si può osservare che al momento dell'accensione del transistor TP, cioè quando Q va alto e Q-negato va basso, l'interruttore SW2 viene aperto immediatamente dall'uscita bassa della porta AND2 che lo comanda, con ciò aprendo la base di T e spegnendolo. Contemporaneamente, Q alto chiude l'interruttore SW1 scaricando rapidamente il condensatore di temporizzazione C e fa sì che l'uscita del comparatore COM2 vada bassa. Non appena l'anello di controllo comanda lo spegnimento del transistor TP, cioè appena Q va basso e Q-negato va alto, SW1 viene aperto ed il generatore di corrente I_{ch} comincia a caricare il condensatore C con una corrente eventualmente dipendente dal valore di V_{comp} . L'uscita di AND2 rimane bassa fino a che la tensione su C non ha raggiunto il valore di riferimento V_{ref} , allorché COM2 commuta e la sua uscita va alta, con ciò determinando la chiusura di SW2 e quindi l'accensione di T con un ritardo T_d pari a:

$$T_d = \frac{V_{ref}}{I_{ch}} C$$

Se $V_{comp} < V_{t1}$ l'uscita di COM1 è bassa, per cui anche l'uscita di AND1 è bassa, indipendentemente dallo stato di Q. SW1 è quindi sempre aperto ed il generatore I_{ch} carica C fino alla tensione $V_b > V_{ref}$. L'uscita di COM2 è allora sempre alta, per cui il ritardo è eliminato e SW2 è comandato direttamente da Q-negato.

Se $V_{comp} > V_{t2}$ l'uscita di COM3 è bassa per cui l'uscita di AND2 è bassa, indipendentemente dallo stato degli altri ingressi e SW2 rimane sempre

aperto, con ciò lasciando anche T sempre aperto. Di conseguenza V_{cc} decadrà con una velocità dipendente dal condensatore C_s e dal consumo del circuito integrato di controllo 12. Appena si ha $V_{cc} < V_{stop}$, il circuito integrato di controllo 12 si spegne. Il consumo dell'alimentatore diminuisce per cui, per effetto della corrente fornita dal circuito di avvio, V_{cc} ricomincia ad aumentare finché supera V_{start} , ed il circuito integrato di controllo 12 si riaccende ed il convertitore riparte. Se il sovraccarico è ancora presente V_{comp} si riporta al di sopra di V_{t2} e si ripete il ciclo prima detto. Ne risulta, dunque, un funzionamento intermittente, con conseguente drastica riduzione della potenza media in gioco e dello stress degli stadi di uscita del convertitore. Inoltre, se il sovraccarico venisse rimosso, dato che il convertitore prova continuamente a ripartire, il sistema sarebbe in grado di riprendere il normale funzionamento senza interventi dall'esterno.

E' evidente che, se V_{comp} dovesse ritornare al di sotto di V_{t2} prima che $V_{cc} < V_{stop}$, il transistor T ricomincerebbe ad essere pilotato e la V_{cc} verrebbe rapidamente ripristinata al suo valore nominale, senza interruzione nel funzionamento, dando così immunità al sistema ai brevi sovraccarichi accidentali.

Le prestazioni del circuito di figura 5 sono state valutate e confrontate nello stesso sistema (un convertitore flyback da 30W con tensione di ingresso universale) con quelle dei circuiti riportati nelle figure 1 e 2 mediante delle simulazioni. I risultati sono riassunti nei diagrammi di figura 6, che riportano la tensione V_{cc} generata dal sistema di autoalimentazione in funzione del carico, normalizzato al suo valore nominale. Le prestazioni del circuito di figura 1, mostrate dalla curva con i rombi bianchi, dà luogo alla variazione più

consistente, mentre quelle di figura 2, mostrate dalla curva con i rombi neri, sono buone fino ad un carico di circa il 2% del carico nominale, dopo di che la tensione V_{cc} decade drammaticamente, anche al di sotto di quella generata dal circuito di figura 1. Entrambi non riescono a mantenere la tensione al di sopra della soglia di spegnimento del circuito integrato di controllo per valori di carico inferiori allo 0,5% del carico nominale.

Con il circuito di figura 5, le cui prestazioni sono mostrate dalla curva con le stelle, la variazione di V_{cc} è dell'ordine di 1V fino ad un carico dello 0,1% del carico nominale.

RIVENDICAZIONI

1. Circuito per ridurre le variazioni della tensione di autoalimentazione (V_{cc}) di un circuito di controllo (12) di un alimentatore a commutazione dove detto circuito di controllo (12) fornisce un segnale di attivazione o disattivazione di un transistor di potenza comprendente: un generatore (W_a) di detta tensione di autoalimentazione (V_{cc}); caratterizzato dal fatto di comprendere un interruttore comandato (T) in grado di connettere selettivamente detto generatore (W_a) a detto circuito di controllo (12); ed un circuito di pilotaggio (SW2) di detto interruttore comandato (T) che fornisce un segnale di chiusura di detto interruttore comandato (T) dopo un ritardo di tempo prefissato (T_d) a partire da detto comando di disattivazione.

2. Circuito in accordo alla rivendicazione 1 caratterizzato dal fatto di comprendere un circuito generatore (I_{ch} , C, SW1) che genera detto ritardo di tempo prefissato.

3. Circuito in accordo alla rivendicazione 1 caratterizzato dal fatto che detto circuito generatore (I_{ch} , C, SW1) genera detto ritardo di tempo prefissato in modo proporzionale ad una tensione (V_{comp}) proporzionale al carico di detto alimentatore a commutazione.

4. Circuito in accordo alla rivendicazione 1 caratterizzato dal fatto di comprendere un primo comparatore (COM1) che confronta una tensione (V_{comp}) proporzionale al carico di detto alimentatore a commutazione con una prima tensione di riferimento (V_{t1}), detto ritardo di tempo prefissato (T_d) è sostanzialmente nullo quando detta tensione (V_{comp}) proporzionale al carico di detto alimentatore a commutazione è inferiore a detta prima tensione di riferimento (V_{t1}).

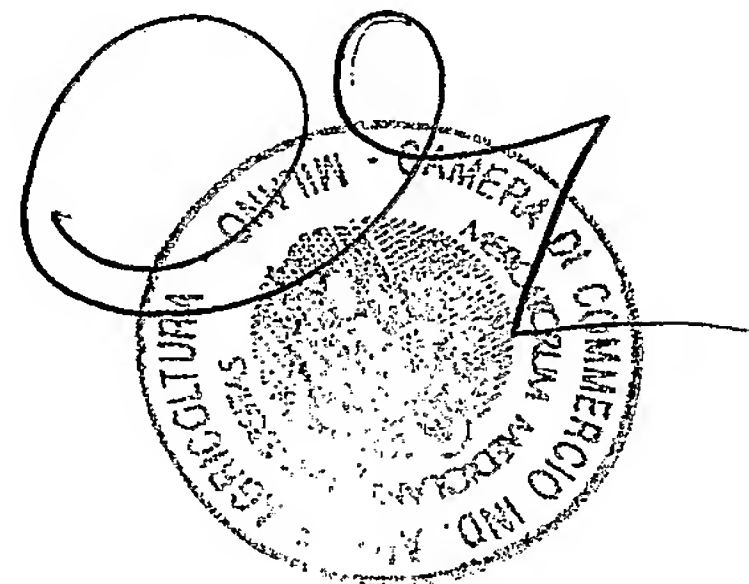
5. Circuito in accordo alla rivendicazione 1 caratterizzato dal fatto di comprendere un secondo comparatore (COM2) che confronta una tensione (V_{comp}) proporzionale al carico di detto alimentatore a commutazione con una seconda tensione di riferimento (V_{t2}), detto interruttore comandato (T) rimane aperto quando detta tensione (V_{comp}) proporzionale al carico di detto alimentatore a commutazione è superiore a detta seconda tensione di riferimento (V_{t2}).

6. Circuito in accordo alla rivendicazione 1 caratterizzato dal fatto che detto circuito di pilotaggio (12) di detto interruttore comandato (T) fornisce un segnale di apertura di detto interruttore comandato (T) a partire da detto comando di attivazione.

7. Alimentatore a commutazione comprendente un circuito per ridurre le variazioni della tensione di autoalimentazione del circuito di controllo di un alimentatore a commutazione in accordo alla rivendicazione 1.

8. Metodo per ridurre le variazioni della tensione di autoalimentazione (V_{cc}) di un circuito di controllo (12) di un alimentatore a commutazione dove detto circuito di controllo (12) fornisce un segnale di comando di attivazione o disattivazione di un transistor di potenza caratterizzato dal fatto di connettere selettivamente il secondario del trasformatore (W_a) di detto alimentatore a commutazione a detto circuito di controllo (12) dopo un ritardo di tempo prefissato (T_d) a partire da detto comando di disattivazione.

Dr. Ing. Enrico Mittler



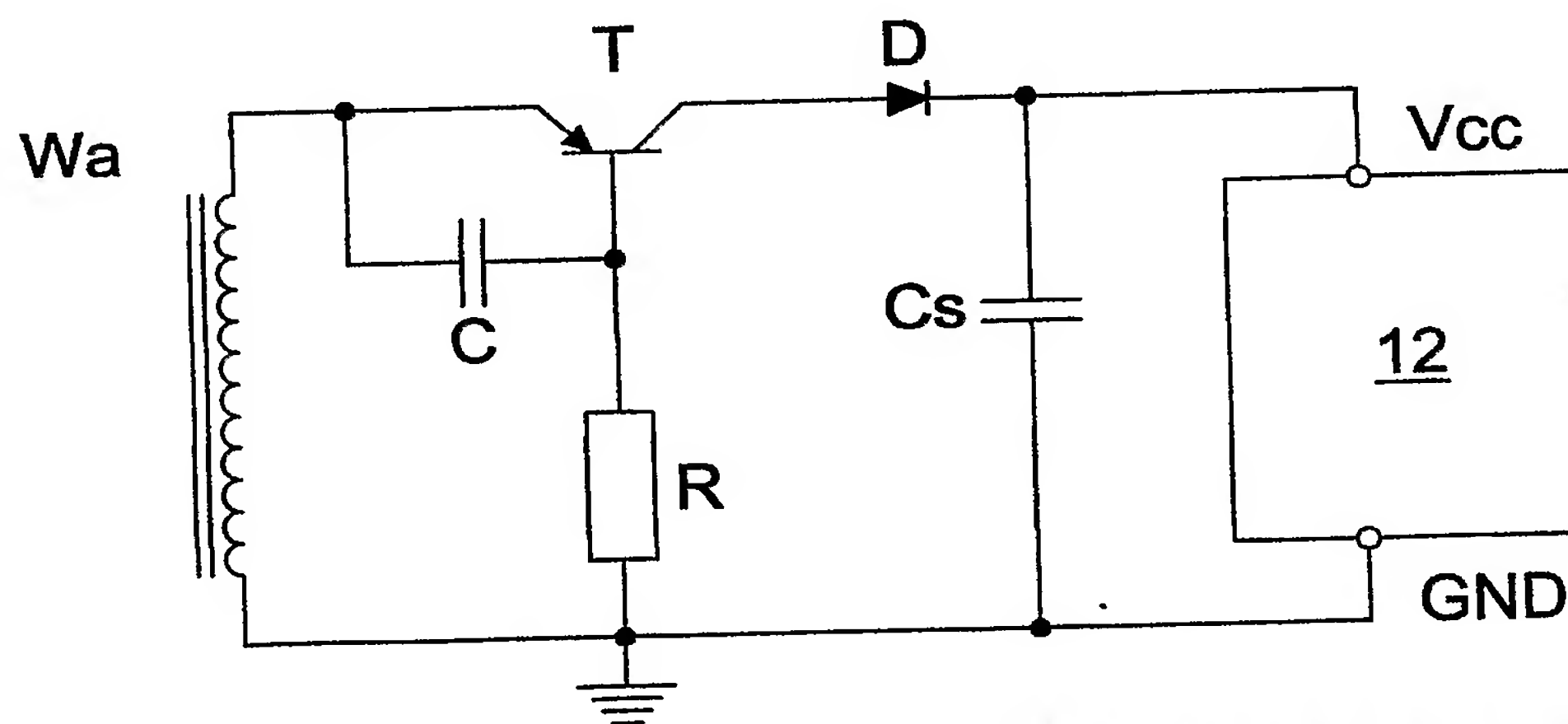
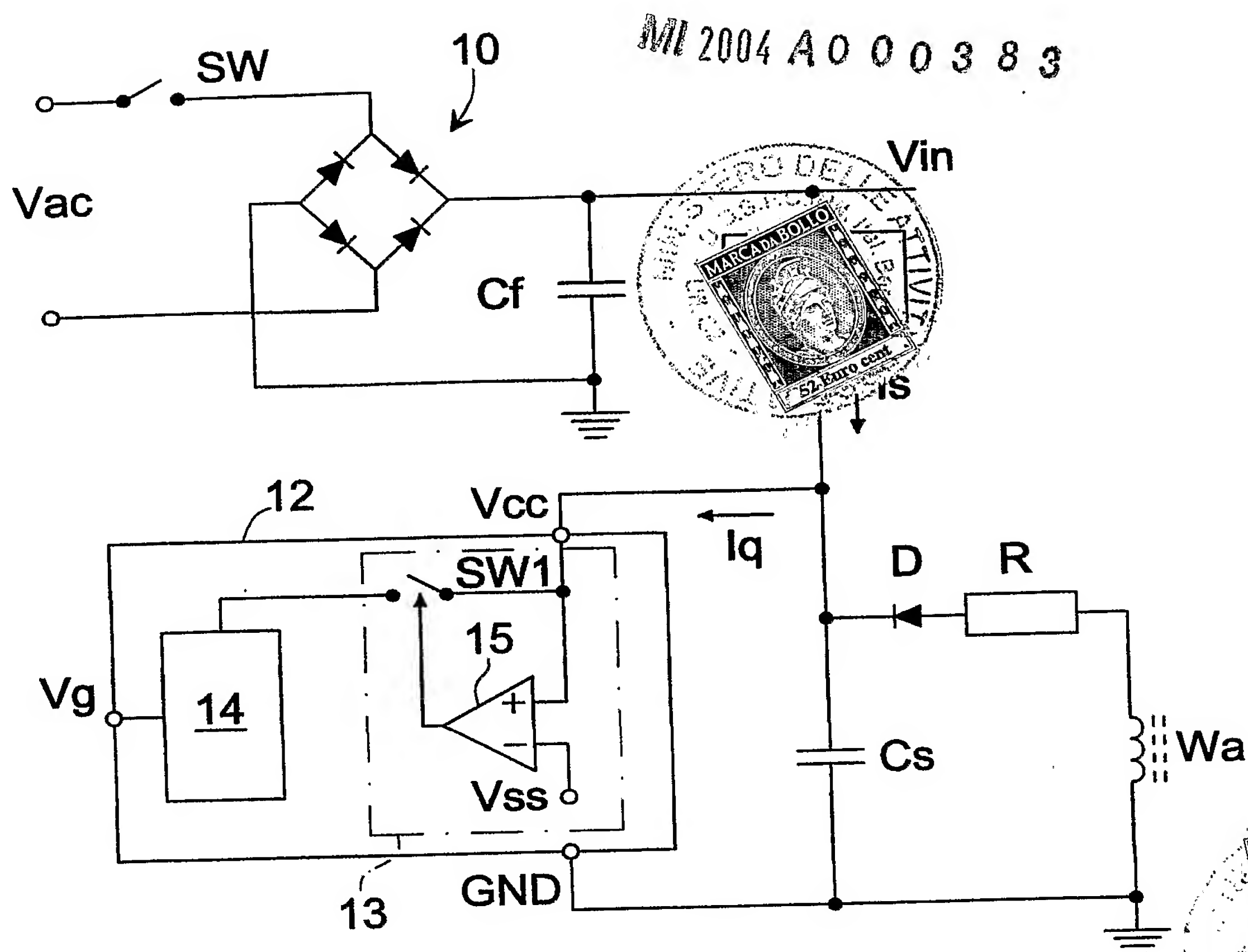


Fig.2

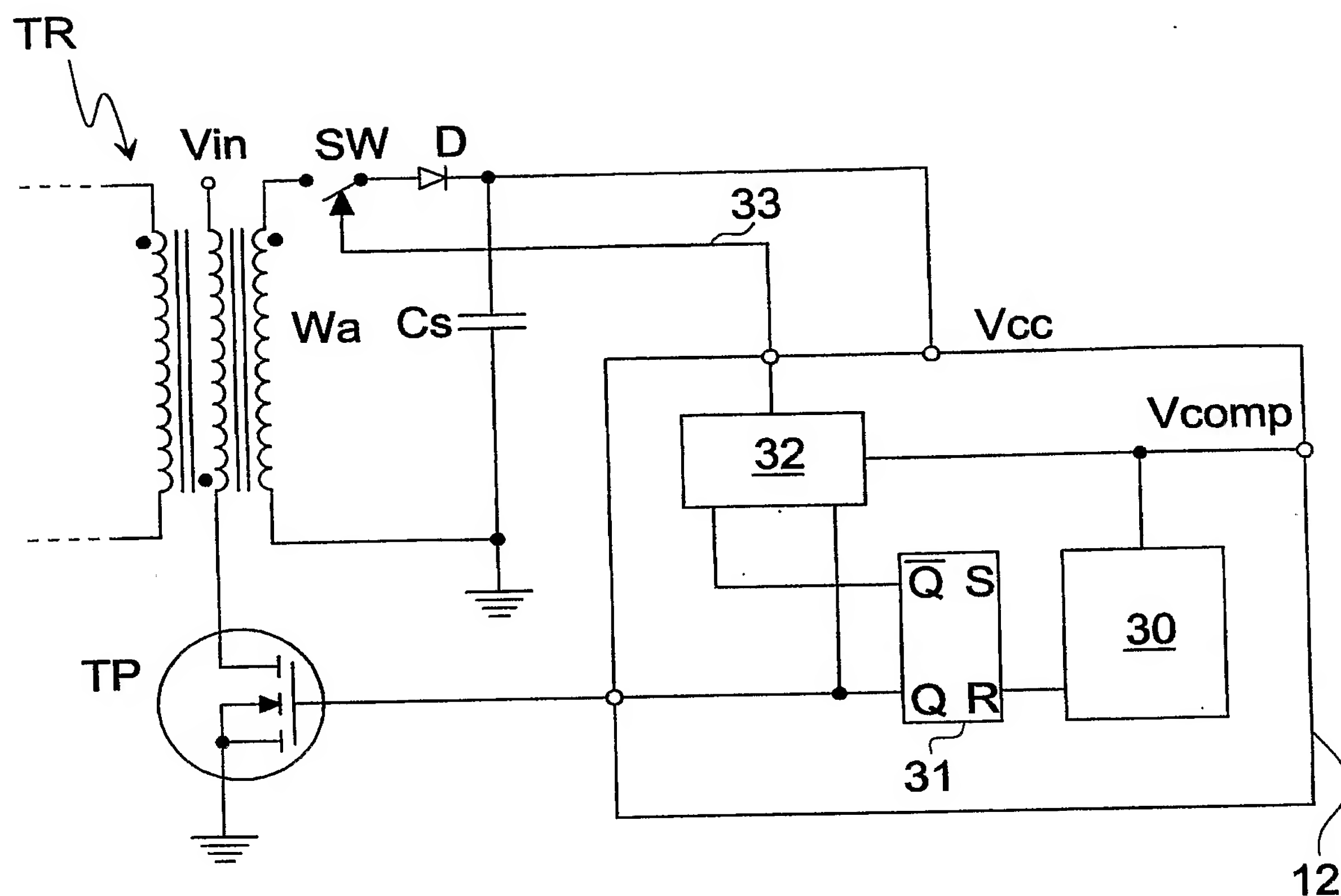


Fig. 3

MI 2004 A 0 0 0 3 8 3

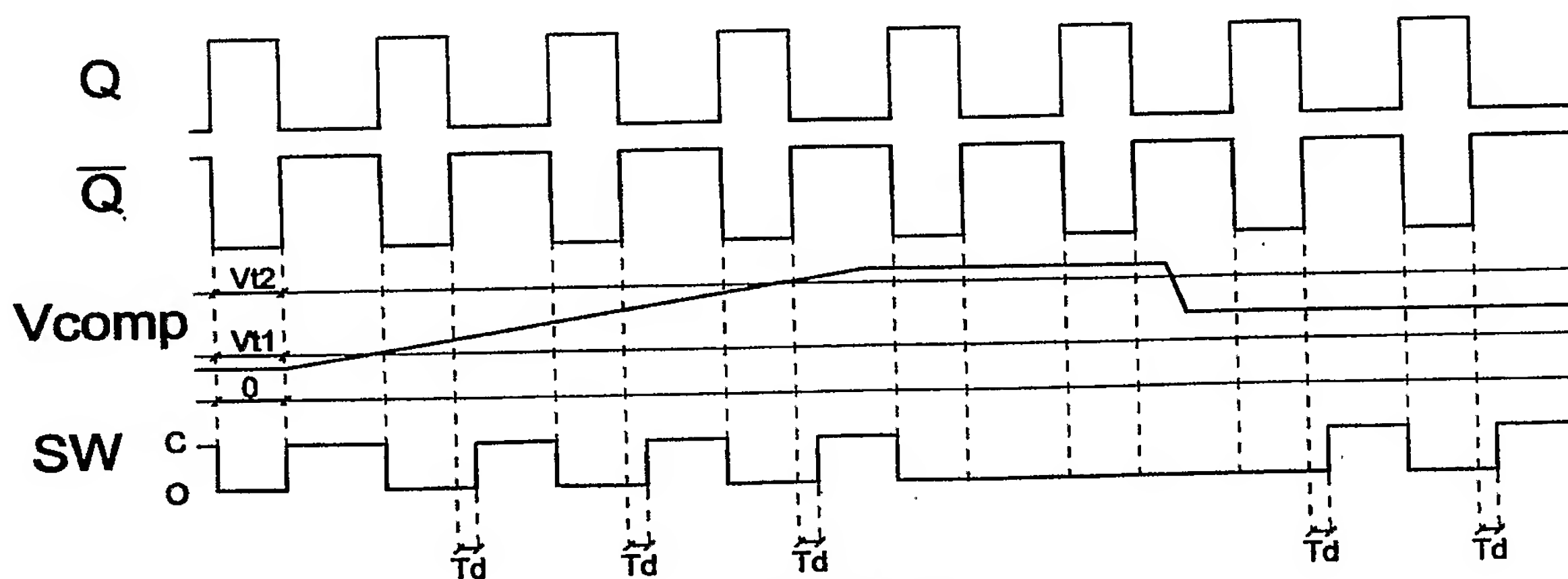
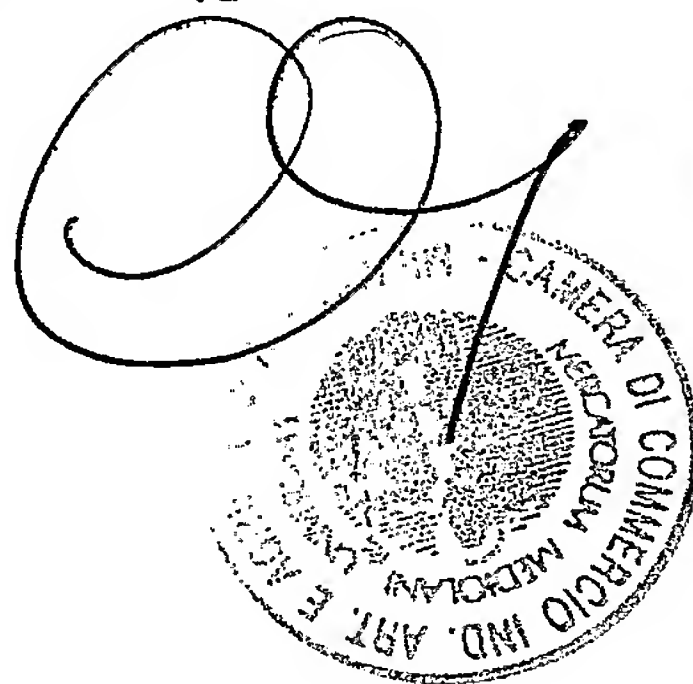


Fig. 4

MI 2004 A 0 0 0 3 8 3



Dr. Ing. Enrico Mittler

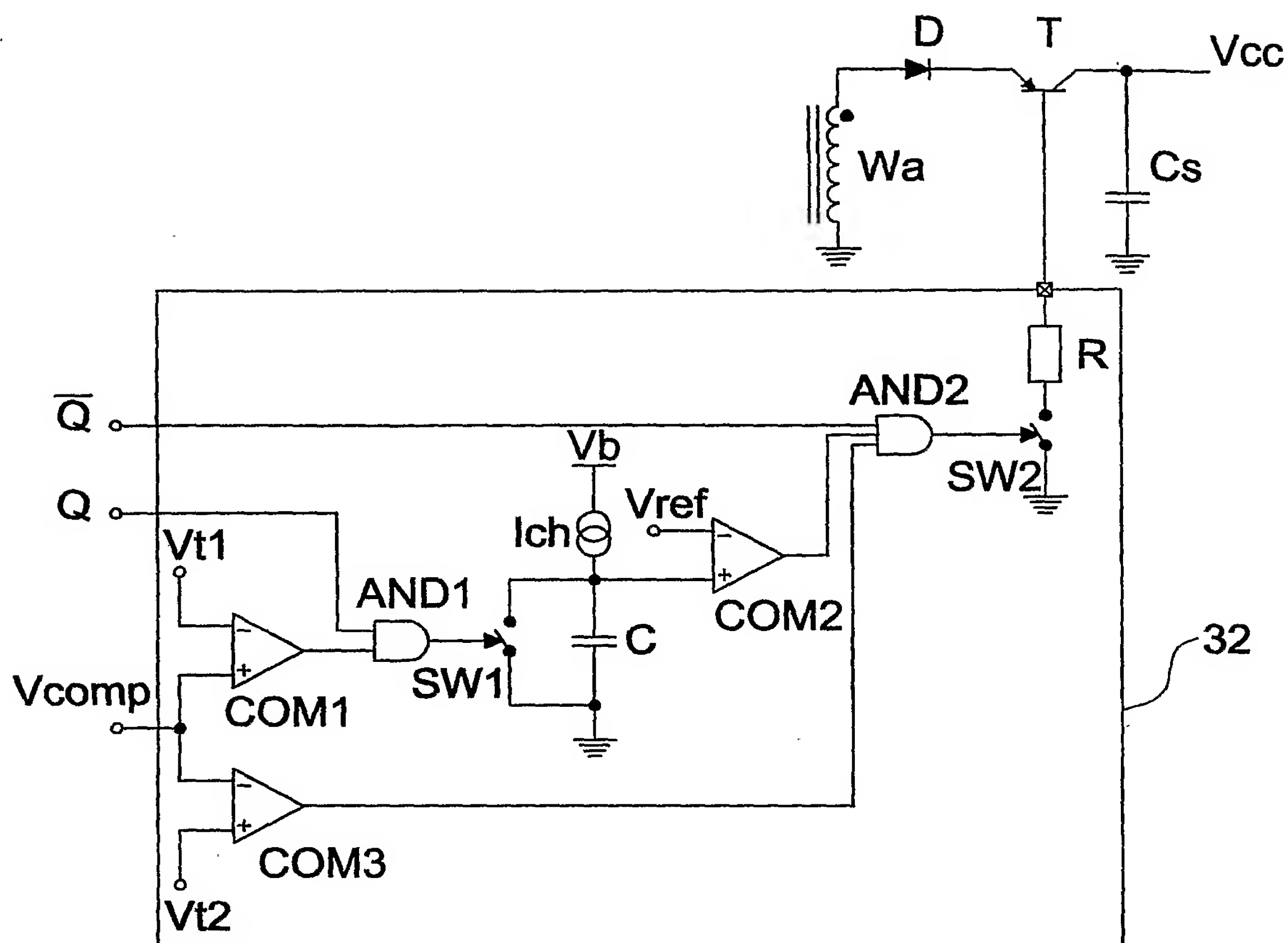


Fig.5

MI 2004 A0 00383

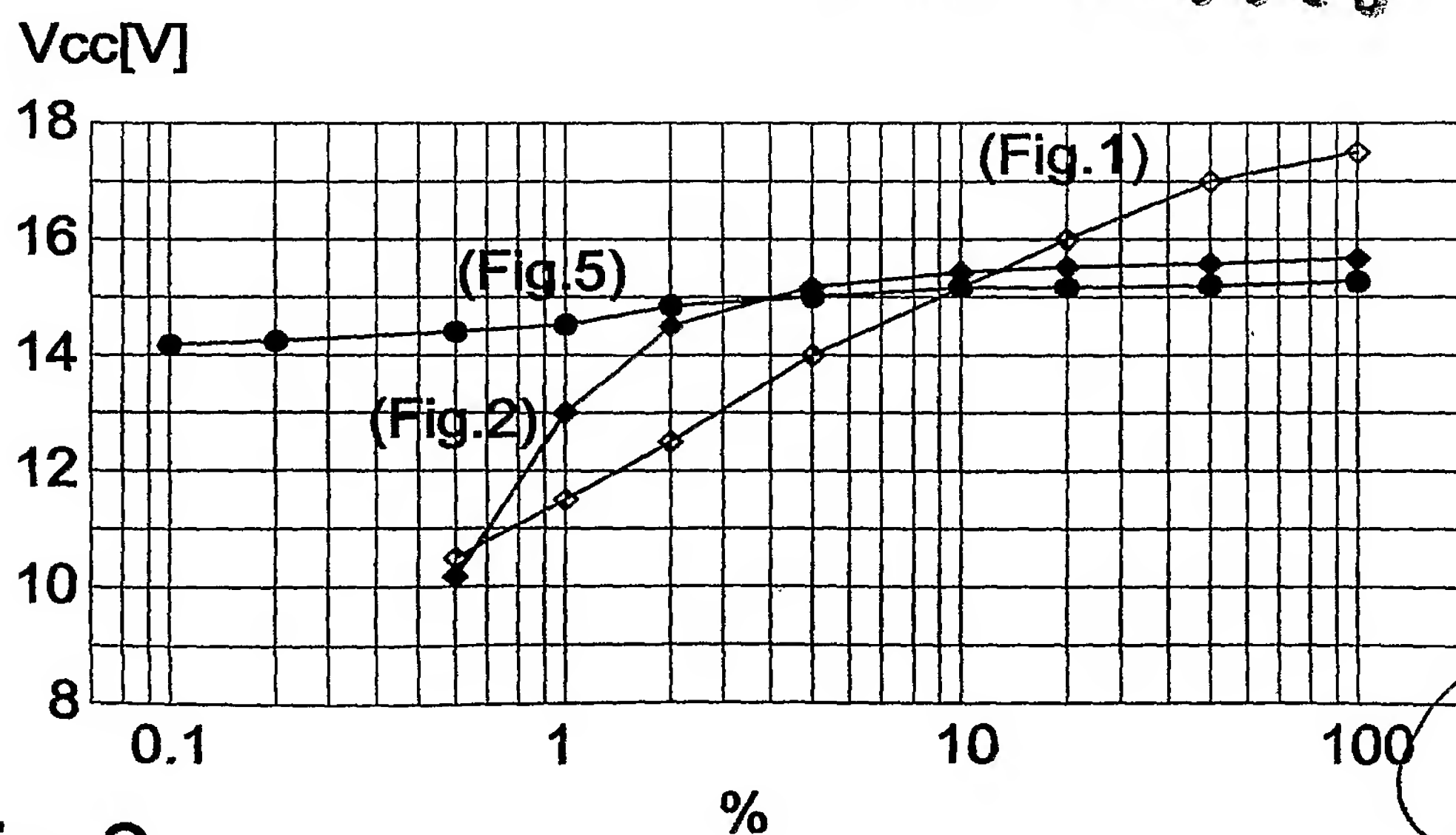
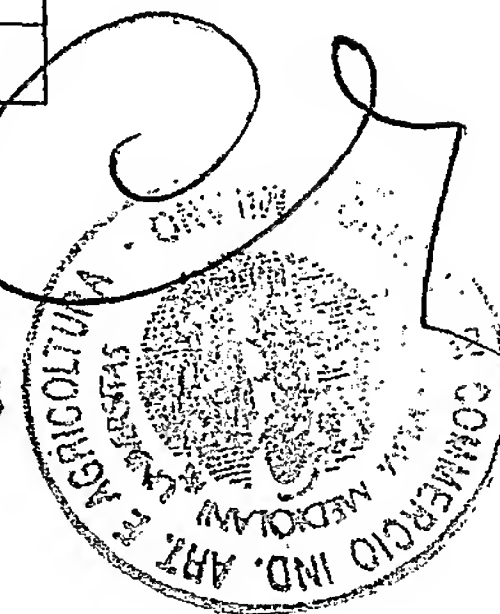


Fig.6

MI 2004 A 0 0 0 3 8 3



Dr. Ing. Enrico Mittler